

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **11164550 A**

(43) Date of publication of application: **18 . 06 . 99**

(51) Int. Cl.

**H02M 3/155**  
**G05F 1/56**  
**G05F 1/56**  
**H02J 7/00**

(21) Application number: **10272458**

(22) Date of filing: **10 . 09 . 98**

(30) Priority: **18 . 09 . 97 FR 97 9711837**

(71) Applicant: **ST MICROELECTRON SA**

(72) Inventor: **FERRY CLAUDE**  
**SERRA CARLOS**

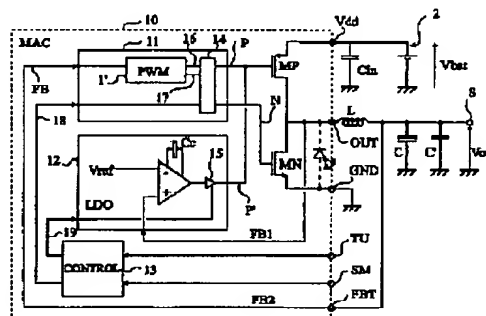
**(54) VOLTAGE REGULATOR**

**(57) Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To enable adequate operation of a step-down type voltage converter to be used for a mobile communication apparatus utilizing rechargeable battery to any type of rechargeable battery.

**SOLUTION:** A regulator 10 is provided for voltage  $V_{out}$  to be supplied to a load Q from a re-chargeable battery 2. A control means 13 selects one of two adjusting elements 11, 12, depending on the voltage difference between the first switch mode power supply type voltage regulating element 11 and the second linear regulator type voltage adjusting element 12 and between the battery voltage and output voltage  $V_{out}$ .

COPYRIGHT: (C)1999,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-164550

(43) 公開日 平成11年(1999) 6月18日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup> 識別記号

H 0 2 M 3/155

G 0 5 F 1/56

H 0 2 J 7/00

3 1 0

3 3 0

3 0 2

F I

H 0 2 M 3/155

G 0 5 F 1/56

H 0 2 J 7/00

H

3 1 0 V

3 3 0 C

3 0 2 A

審査請求 有 請求項の数 9 F D (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平10-272458

(22) 出願日 平成10年(1998) 9月10日

(31) 優先権主張番号 9 7 1 1 8 3 7

(32) 優先日 1997年 9月18日

(33) 優先権主張国 フランス (F R)

(71) 出願人 598108803

エスターマイクロエレクトロニクス エスア  
STMicroelectronics  
SAフランス国, 94250 ジェンティリイ,  
アベニュー ガリエニ, 7番地

(72) 発明者 クロード フェリー

フランス国, 38120 ル フォンタニル,  
リュ デュ コルニロン, 23番地

(72) 発明者 カルロ セラ

フランス国, 38420 ル ヴェルスー,  
リュ デュ 14 ジュイイエ 1789,  
ラ プワズレ (番地なし)

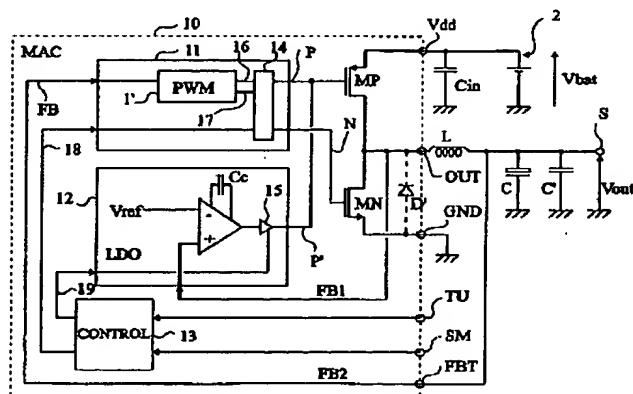
(74) 代理人 弁理士 山本 恵一

(54) 【発明の名称】 電圧レギュレータ

(57) 【要約】

【課題】 再充電可能バッテリーを用いて移動体装置に供給するステップダウン型電圧コンバータであって、どのようなタイプの再充電可能バッテリーにも適切に動作する新しい電圧レギュレータを提供する。

【解決手段】 バッテリー (2) から負荷 (Q) に供給する電圧 ( $V_{out}$ ) のレギュレータ (10) において、第1のスイッチモード電力供給タイプの電圧調整素子 (11) と、第2のリニアレギュレータタイプの電圧調整素子 (12) と、バッテリー電圧と出力電圧 ( $V_{out}$ ) との間の電圧差に従って2つの調整素子の一方を選択する制御手段 (13) とを含む電圧レギュレータである。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 バッテリ (2) から負荷 (Q) に供給する電圧 (V o u t) のレギュレータ (1 0) において、第 1 のスイッチモード電力供給タイプの電圧調整素子 (1 1) と、

第 2 のリニアレギュレータタイプの電圧調整素子 (1 2) と、

前記バッテリー電圧と前記出力電圧 (V o u t) との間の電圧差に従って前記 2 つの調整素子の一方を選択する制御手段 (1 3) とを含むことを特徴とする電圧レギュレータ。

【請求項 2】 前記電圧差が第 1 の所定のスレッシュホールド値 (V 0) よりも低いとき、前記リニア調整素子 (1 2) が選択されることを特徴とする請求項 1 に記載の電圧レギュレータ。

【請求項 3】 前記制御手段 (1 3) は、前記負荷によってサージされた電流に従って前記調整素子 (1 1、1 2) の一方を選択することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の電圧レギュレータ。

【請求項 4】 前記負荷 (Q) によってサージされた前記電流が第 2 の所定のスレッシュホールド値よりも高いとき、前記スイッチモード電力供給素子 (1 1) が選択されることを特徴とする請求項 3 に記載の電圧レギュレータ。

【請求項 5】 前記電圧差が前記第 1 のスレッシュホールド値 (V 0) よりも高く、且つ前記負荷によってサージされた前記電流が前記第 2 のスレッシュホールド値 (I 0) よりも高いとき、すぐに前記スイッチモード電力供給素子 (1 1) が選択されることを特徴とする請求項 2 又は 4 に記載の電圧レギュレータ。

【請求項 6】 前記バッテリー電圧 (V b a t) を受信する 2 つの端子 (V d d、GND) 間に直列に据え付けられた 2 つの MOS トランジスタ (MP、MN) と、パルス幅変調によるトランジスタの制御の回路 (1 1) と、

前記第 1 のトランジスタ (MP) のリニア制御の回路 (1 2) と、

前記制御回路の選択の回路 (1 3) とを含むことを特徴とする請求項 1 から 5 のいずれか 1 項に記載の電圧レギュレータ。

【請求項 7】 前記第 1 の MOS トランジスタ (MP) のゲートに送られる、前記制御回路 (1 1、1 2) のそれぞれの出力信号 (P、P<sup>′</sup>) が 3 状態増幅器 (1 4、1 5) から出力されることを特徴とする請求項 6 に記載の電圧レギュレータ。

【請求項 8】 非調整動作モード (THRU) を含んでおり、前記第 1 のトランジスタ (MP) がサチュレートされることを特徴とする請求項 6 又は 7 に記載の電圧レギュレータ。

【請求項 9】 移動体電話に供給しており、該移動体電

話のスタンバイ状態の信号指示の受信の端子 (S M) を含むことを特徴とする請求項 1 から 8 のいずれか 1 項に記載の電圧レギュレータ。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】本発明は、所定値の負荷の間の電圧を維持することによって、負荷に供給する d. c. / d. c. 電圧コンバータの分野に関する。本発明は、より詳細には、バッテリーを用いて移動体装置に供給するステップダウン型コンバータに適する。特に、本発明は、再充電可能バッテリーを移動体電話に供給するのに適する。

## 【0 0 0 2】

【従来の技術】d. c. / d. c. コンバータは、2 つのカテゴリに本質的に分けられる。第 1 のカテゴリはスイッチモード電力供給器を含み、第 2 のカテゴリはリニアレギュレータを含む。

【0 0 0 3】図 1 は、スイッチモード電力供給タイプ (S M P S) の従来のコンバータの一例を表している。このようなコンバータは、例えば再充電可能バッテリー 2 によって提供された d. c. 入力電圧 V b a t を与えるために用いられた 2 つの端子 A 及び B の間に直列に接続された、P チャネル MOS トランジスタ MP 及び N チャネル MOS トランジスタ MN を含む。端子 B は回路のグランドを表している。トランジスタ MP 及び MN の直列接続の中間点は、インダクタンス L の第 1 の端子に接続される。インダクタンス L の第 2 の端子は、所定電圧 V o u t を負荷 Q に供給する出力端子 S に直接接続される。蓄電キャパシタ C、一般に高値のケミカルキャパシタは、端子 S とグランドとの間に接続される。非干渉キャパシタ C<sup>′</sup> は、更に、通常、インダクタンス L の第 2 の端子とグランドとの間に接続される。それは、通常、低値のセラミックキャパシタである。インダクタンス L は、その第 1 の端子とグランドとの間に接続されたリカバリダイオード D に係合される。パルス幅変調 (P W N) 制御ブロック 1 は、所望の所定値で出力電圧 V o u t を提供するためにトランジスタ MP 及び MN を制御する。ブロック 1 は、端子 S とグランドとの間に接続された抵抗 R 1 及び R 2 の直列接続の中間点で得られた信号 F B を受信する。ブロック 1 は、更に、クロック信号 (図示なし) を受信し、キャパシタ C i n は、通常、端子 A 及び B の間でバッテリーと並列に接続される。このようなコンバータの作用は周知であり、更に説明することはしない。

【0 0 0 4】図 2 は、正電圧リニアレギュレータの従来のダイアグラムの一例を表している。このようなレギュレータは、本質的に、所定の電圧 V o u t を負荷 Q に供給する電力素子 MP を制御する増幅器 4 を含む。再充電可能バッテリー 2 は、レギュレータの入力端子 A 及び B の間に接続されており、端子 B は組立体のグランドを形成する。負荷 Q は、レギュレータの出力端子 S とグランド

との間に接続される。バイポーラトランジスタの使用に対して、呼称、無駄電圧、即ちレギュレータの端子A及びSの間の電圧降下を最小にし、バイポーラトランジスタのベースに「入る」電流をセーブするために、電力素子は、通常、例えばPチャネルのMOSトランジスタから形成される。トランジスタMPのソースは、端子Aに接続されており、一方、そのドレインは端子Sを形成する。非干渉キャパシタC'は、通常、端子S及びグランドの間に接続されており、キャパシタC<sub>in</sub>は、通常、再充電可能バッテリー2と並列に端子A及びBの間に接続されている。増幅器4は、リファレンス電圧V<sub>ref</sub>が与えられる端子Rに接続された第1の反転入力を含む。増幅器4の第2の非反転入力は、反転入力と非反転入力との間のエラー電圧に従って、トランジスタMPのゲートソース電圧を変更するためにトランジスタMPのゲートに接続されており、従って維持電圧V<sub>out</sub>はリファレンス電圧V<sub>ref</sub>となる。

【0005】スイッチモード電力供給器とリニアレギュレータとの間での選択は、用途に依存し、特に用いられた再充電可能バッテリーのタイプに依存する。

【0006】実際に、再充電可能バッテリーの放電の発生は、それらのタイプによって異なる。例えば、カドミウム-ニッケル(Ni-Cd)タイプのバッテリーは、急激に放電する特徴を有しており、即ちそれらが提供する電圧は、急激に降下する前に実質的に一定に持続する。逆に、リチウムイオン(Li-ion)タイプのバッテリーは、なめらかに放電する特徴を有しており、即ちそれらが提供する電圧は、それらの使用に従って進んで減少する。

【0007】これは、特に移動電話の特定の用途において妨害する。実際に、このような用途において、いくつかの電話(例えば8個)が同一通信チャネルを共有する。結果として、所与の電話の電流の必要性は一定ではない。10 $\mu$ s以下で完全充電モードからほとんどないモードへ切り換えることが、通常、要求される。バッテリー電圧が出力電圧に対して十分に高いならば、この問題は起こらない。逆に入力電圧が低いならば、電流スロープがインダクタンスL(図1)にリンクされるために、この制約を注意することができない。この制約の点で、スイッチモード電力供給器は、200kHzのオーダで使用周波数よりも十分に高い周波数で動作すべきである。

【0008】ステップダウン型スイッチモード電力供給器の別の不都合な点は、リニアレギュレータよりも無駄電圧が高いことである。実際に、スイッチモード電力供給器は、2.7ボルトの出力電圧に対して少なくとも3ボルトの供給電圧を必要とする。

【0009】更に、移動体電話において、スイッチモード電力供給器は、2つの動作モードを有する。第1の動作モードは、負荷によって高い電流消費の周期を意味す

る。このモードにおいて、制御パルス列は、固定周波数を有する。このような動作モードにおいて、スイッチモード電力供給器の内部消費は、1mAのオーダである。第2の動作モード(通常「スキップモードのPFM」として参照される)は、第1のノードの固定周波数の同期が続く間に、クロックサイクルがスキップされるという動作モードである。従って、第2の動作モードにおいて、パルス幅が変化するだけでなく、周波数も変化する。この動作モードは、負荷による低電流サージの周期を意味し、結果として、100 $\mu$ Aのオーダで低い内部電力消費となる。しかしながら、通常、周波数が電話で用いられる音響帯域内に通常あるために、パルス列の周波数減少がノイズ問題を生じる。従って、妨害を避けるために追加フィルタを用いることが必要となる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】従って、これは、リニアレギュレータ、特にリチウムイオンバッテリーの選択につながる。しかしながら、リニアレギュレータは別の不都合な点を有する。

【0011】不都合な点は、このようなレギュレータの効率が入力電圧に反比例することである。従って、リチウムイオンバッテリーについて、バッテリーが完全に充電されたときに、非常に不十分な効率しか得られない。更に、リニアレギュレータの電力消費が負荷によって消費されるどのような電流も実質的に一定にするために、この消費は、レギュレータがそれに提供される最大電流につながり、低電流サージ周期で特に高くなる。

【0012】高く且つレギュレータ出力電圧から離れ過ぎない通常の電圧を有するニッケル-カドミウムバッテリーについて、急激に降下したときその時間までバッテリーの電圧の減少が傾斜から零になるために、リニアレギュレータが通常用いられる。

【0013】本発明は、それに供給する再充電可能バッテリーのどのようなタイプにも適切に動作する新しい電圧レギュレータを提供することによって、従来の電圧レギュレータの不都合な点を克服することを目的とする。

【0014】本発明はまた、スイッチモード電力供給システムに対して、調整がそれより下に保証されることのない動作入力電圧スレッシュホールドを(効率的に低くすることによって)改善するこのようなレギュレータを提供することを目的とする。

【0015】本発明はまた、どのような動作モード及び/又はバッテリー電圧レベルにも、負荷に電圧供給の効率を最適化することを目的とする。

【0016】本発明は、更に、完全充電周期から低充電周期へ急速に切り換えるレギュレータを有することを目的とする。

【0017】

【課題を解決するための手段】本発明の特徴は、同一電圧調整回路の中で、スイッチモード電力供給器システム

とリニアレギュレーションシステムと係合を可能にすることである。本発明の別の特徴は、少なくとも再充電可能バッテリーの間で利用できる電圧に従って、好ましくは負荷によって消費された電流に従って、スイッチモード電力供給動作及びリニアレギュレータ動作の間で選択を可能にすることである。

【0018】より詳細には、本発明は、バッテリーから負荷に供給する電圧のレギュレータにおいて、第1のスイッチモード電力供給タイプの電圧調整素子と、第2のリニアレギュレータタイプの電圧調整素子と、バッテリー電圧と出力電圧との間の電圧差に従って2つの調整素子の一方を選択する制御手段とを含む電圧レギュレータを提供する。

【0019】本発明の一実施形態によれば、電圧差が第1の所定のスレッシュホールド値よりも低いとき、リニア調整素子が選択される。

【0020】本発明の一実施形態によれば、制御手段は、負荷によってサージされた電流に従って調整素子の一方を選択する。

【0021】本発明の一実施形態によれば、負荷によってサージされた電流が第2の所定のスレッシュホールド値よりも高いとき、スイッチモード電力供給素子が選択される。

【0022】本発明の一実施形態によれば、電圧差が第1のスレッシュホールド値よりも高く、且つ負荷によってサージされた電流が第2のスレッシュホールド値よりも高いとき、すぐにスイッチモード電力供給素子が選択される。

【0023】本発明の一実施形態によれば、バッテリー電圧を受信する2つの端子間に直列に据え付けられた2つのMOSトランジスタと、パルス幅変調によるトランジスタの制御の回路と、第1のトランジスタのリニア制御の回路と、制御回路の選択の回路とを含む。

【0024】本発明の一実施形態によれば、第1のMOSトランジスタのゲートに送られる、制御回路のそれぞれの出力信号が3状態増幅器から出力される。

【0025】本発明の一実施形態によれば、非調整動作モードを含んでおり、第1のトランジスタがサチュレートされる。

【0026】本発明の一実施形態によれば、移動体電話に供給しており、該移動体電話のスタンバイ状態の信号指示の受信の端子を含む。

【0027】

【発明の実施の形態】本発明の前述した目的、特徴及び効果が、添付図面を参照する特別の実施形態の限定しない記載の中で、詳細に説明される。

【0028】同一素子は、異なる図面においても同一参照番号で参照されている。明確には、本発明での理解に必要な素子のみが、図面に表されており且つ以下に説明されている。

【0029】図3は、本発明による電圧調整回路10の

一実施形態を表している。この回路は、再充電可能バッテリー2の正端子に接続される端子V<sub>dd</sub>とグランド端子GNDとの間で直列に接続された、PチャネルMOSトランジスタMPとNチャネルMOSトランジスタMNとを含む。トランジスタMP及びMNの直列接続の中間点は、回路の出力端子OUTを形成する。調整回路10

(MAC)は、出力トランジスタを制御する2つのブロック11及び12を含む。第1のブロック11は、スイッチモード電力供給(SMPS)モードのトランジスタMP及びMNを制御する手段である。第2のブロック12は、低無駄電圧(LDO)でリニアレギュレータモードのトランジスタMPを制御する手段である。ブロック11及び12は、回路10の動作モードを選択する回路13(CONTROL)によって制御される。回路10の出力端子OUTは、負荷供給電圧V<sub>out</sub>を提供する端子Sに、インダクタンスLを介して接続される。前述したように、キャパシタC<sub>in</sub>は、再充電可能バッテリー2と並列に配置されており、蓄電キャパシタC及び非干渉キャパシタC'は、端子Sとグランドとの間に並列に接続される。

【0030】本発明の特徴は、トランジスタMPの高ゲートキャパシタンスの結果、応答時間を最小にすることによって回路10の動作モードの選択を可能にするために、高インピーダンスの出力状態を制御可能なそれぞれの回路14及び15が、ブロック11及び12の出力で提供されていることである。

【0031】従来、回路11は、トランジスタMP及びMNのゲートを制御するパルス幅変調(PWM)制御ブロック1'を含む。ブロック1'の第1の出力16は、トランジスタMPのゲートに、回路14の3状態増幅器(図示なし)を介して接続される。ブロック1'の第2の出力17は、トランジスタMNのゲートに、回路14のスイッチ(好ましくは、3状態増幅器、図示なし)を介して接続される。回路14は、回路13によって提供された信号18により制御される。ブロック1'は、従来、出力電圧を測定する端子Sに接続された、回路10の入力端子FBTから得られた信号FBによって制御される。望むなら、出力電圧のこの測定は、抵抗分割ブリッジを介して、図1に表されているようにすることができる。ブロック1'もまた、クロック信号(図示なし)を受信する。

【0032】本発明によれば、ブロック1'は、しかしながら、信号動作モード、即ち固定周波数でのパルス幅変調を有する。実際に、本発明によれば、可変周波数動作モードは必要でない。

【0033】リニア調整回路12は、従来、リファレンス電圧V<sub>ref</sub>に対してトランジスタMPのドレインの電圧を増幅するエラー増幅器4を含む。エラー増幅器4の反転入力電圧V<sub>ref</sub>を受信しており、非反転入力端子OUTから得られた信号FB1を受信する。エラ

一増幅器の出力は、トランジスタMPのゲートに、回路15（例えば3状態増幅器）を介して接続される。回路15は、通常の制御ブロック13によって提供された信号19によって制御される。

【0034】本発明によれば、レギュレータがスイッチモード電力供給器として動作しなければならないとき、回路14のスイッチ又は3状態増幅器は導通しており、増幅器15の出力P'は高インピーダンス状態に置かれる。従って、機能的な視点から、全ては回路12が存在しないように生じる。スイッチモード電力供給器において、本発明によるレギュレータの動作は、機能的な視点から完全に従来のものである。

【0035】調整回路10がリニアレギュレータとして動作しなければならないとき、回路14の第1の出力Pは高インピーダンス状態に置かれ、その第2の出力Nは低状態、即ちグラウンドにされる。3状態増幅器15は、信号19によって導電状態におかれる。従って、機能的な視点から、全てが回路11及びトランジスタMNが存在しないように生じる。ここでインダクタンスLに係合したリカバリダイオードは、例えばトランジスタMNの固有ダイオードD'によって形成される。このダイオードは、しかしながら、スイッチモード電力供給動作に互換性がある。

【0036】しかしながら、従来のリニアレギュレータの安定性は、通常、キャパシタC'（図2）の使用を必要とする。このキャパシタは、スイッチモードのレギュレータの動作に互換性がない。従って、本発明によれば、内部補償キャパシタCcは、リニアレギュレータとしての動作の安定性を保証するために使用される。この補償のタイプは、前述された機能指示に基づいて、当業者の能力の中にある。

【0037】リニアレギュレーションにおいて、インダクタンスLの存在は低等価直列抵抗を有するように提供され妨害しないことに注目すべきである。

【0038】回路14及び15によってなされたスイッチングに対する3状態増幅器の使用の利点は、電力消費が信号スイッチの使用に対して最小にされていることである。実際に、信号スイッチは、グラウンドに接続されるか、又はスイッチをそれに接続するMOSトランジスタのゲートの制御の正電圧に接続される、低抵抗を挿入する。このようなMOSトランジスタのゲートへの接続は、MOSトランジスタのゲートとグラウンドとの間で等価的な迷容量の高い充電及び放電電流を生じる。更に、信号スイッチによって挿入された低直列抵抗は、数百kHzのオーダでスイッチモード電力供給器の動作周波数に対して受信できない制御信号で遅延を生じる。

【0039】本発明による回路10の動作モードの選択制御は、図4から図6に関連して以下に説明される。

【0040】図4は、負荷によって消費された電流Iloadと電圧差Vbat-Voutとによって選択され

た動作モードを説明する。

【0041】負荷によって消費された電流が所定のスレッシュホールド値I0よりも低いとき、レギュレータはリニアレギュレータ（LDO）として動作する。同時に、電流Iloadが値I0よりも高く、且つ差Vbat-Voutが所定のスレッシュホールド値V0よりも高いとき、レギュレータはスイッチモード電力供給器（SMPS）として動作する。レギュレータの入力Vddと出力Voutとの間の電圧差が電圧V0よりも低いとき、レギュレータ10は、例えば負荷（LDO）によって消費される電流の全範囲（0-Imax）を越えるリニアレギュレータとして動作する。

【0042】スレッシュホールド値に対する電流及び電圧の測定器は、調整回路10に内在するか又は外在することができる。これら測定器が回路に内在する一実施形態において、この回路は、負荷によって消費された電流の測定の手段を提供する。直列抵抗は、例えばこの測定に対して用いられ得る。しかしながら、このトランジスタを交差するイメージを抽出するためにトランジスタMPと並列に接続されたMOSトランジスタを用いることが好ましい。従って、レギュレータの無駄電圧の増加が避けられる。負荷によって消費された電流の測定に基づいて、測定値は、レギュレータの動作モードを選択する回路に内在するスレッシュホールド値と比較される。

【0043】同時に、端子Vdd及びVoutの間の電圧差の測定の手段は、値V0のこの電圧差と比較して、従って回路を切り替えることを提供することができる。

【0044】本発明の一実施形態、特に移動体電話について、しかしながら、本発明によるレギュレータを制御する負荷の中で利用可能な信号を用いるのが好ましい。特に、従来の移動体電話において、バッテリーの充電状態は、再充電を必要とすることをユーザに注意を与えるために公知である。

【0045】この実施形態によれば、本発明の電圧レギュレータは、スイッチモード電圧供給動作に加えて、3つの可能な動作モードを有する。

【0046】出力端子Sが電圧Voutのステップダウンポストレギュレータの入力に、又はこのタイプのポストレギュレータ（図示なし）の入力にだけ接続されているならば、第1の動作モード（THRU）を用いることができる。トランジスタMPは、永久にターンオンされ、オン状態（Rdson）の低直列抵抗を単に表している。トランジスタMPがサチュレートされたこのような動作モード（THRU）は、例えば、スレッシュホールド値V0に対するバッテリーの変化状態を指示する信号TUを用いて可能にされる。例えば2.7ボルトの出力電圧に対して、バッテリーの間の電圧が3ボルトよりも低いとき、信号TUが低状態になる。この「強制」動作モードがオプションであることに注意すべきである。

【0047】第2の動作モード（SLEEP）は、負荷

によって消費された電流がスレッシュホールド値  $I_0$  よりも大きくなるリニアレギュレータ動作モードに対応する。しかしながら、図 3 によって説明された好ましい実施形態において、低電流動作モードは、通信していない移動体電話のスタンバイモードに対応する。従って、このモードは、電話制御回路によって公知である。次に、回路 10 は、移動体電話のスタンバイへの設定に指示する 2 状態信号を受信する端子 SM を含む。

【0048】3つの動作モード(LDO)は、入力電圧が(スレッシュホールド  $V_0$  よりも)低い場合に対応する。この場合、リニアレギュレータは、どのような出力電流  $I_{load}$  でも、非常に効率が良くなる。電圧  $V_{bat}$  が移動体電話の制御回路の公知のスレッシュホールド値よりも低いとき、この動作モードは、例えば、端子 SM に提供された信号の状態切換によって前述のモード(SLEEP)で可能となる。

【0049】これら異なる動作モード SLEEP (LDO) 及び LDO/THRU は、同時に、 $V_{bat} - V_{out} < V_0$  及び  $I_{load} < I_0$  のとき、ユーザの意思で組み合わせることができることに注目すべきである。例えば、モード THRU は、この特別な動作領域のモード SLEEP の方が好ましい。選択は、用途に従って適する回路 13 によって行われる。

【0050】電圧  $V_{bat} - V_{out}$  及び/又は電流  $I_{load}$  がそれぞれ値  $V_0$  と  $I_0$  よりも低いとき、少なくとも最後の 2 つの動作モードを組み合わせ、即ちリニアレギュレータとして動作する、本発明による電圧レギュレータは、従来のレギュレータに対していくつかの利点を有する。

【0051】本発明の利点は、電圧レギュレータの全ての動作が、用いられたバッテリーのタイプに独立していることである。

【0052】本発明の他の利点は、レギュレータ電力補償を最小化するか又は少なくとも減少し、同時にそれらのスタンバイ周期中の低無駄電圧を保証することである。

【0053】本発明の他の利点は、第 1 の動作モードが省略される場合に、スタンバイ周期中のレギュレータ電圧消費を最小化するか又は少なくとも減少する、低電流に対して大きくされたリニアレギュレータの使用を可能にすることである。

【0054】本発明の他の利点は、第 3 の動作モードが提供される場合に、2 つの再充電周期の間でバッテリーの使用中の可能性を増加することである。

【0055】図 5 は、負荷によって消費された電流  $I_{load}$  に従って、本発明のレギュレータによって消費された電流  $I_d$  の特性を表している。負荷によって消費された電流が値  $I_0$  よりも低いとき、レギュレータによって消費された電流は、リニアレギュレータによって設定された低値になる。電流  $I_{load}$  が値  $I_0$  よりも高い

とき、レギュレータによって消費された電流は、スイッチモード電力供給器によって設定された一定の最大値を有する。

【0056】図 6 は、2 つの再充電周期の間で使用中(BTL)に関して、本発明によるレギュレータを用いてリチウムイオンタイプのバッテリーの動作を説明する。電圧  $V_{out}$  が 2.7 ボルトに設定され、回路 11 が正確に動作するために 3 ボルトの電圧  $V_{dd}$  を必要とする

と仮定する。従って、値  $V_0$  は 3 ボルトに設定される。

図 6 は、負荷のスタンバイ周期を考慮しない。

【0057】電圧  $V_{bat}$  が 3 ボルトよりも高く且つ電流  $I_{load}$  が  $I_0$  よりも高い限り、レギュレータ  $I_0$  がスイッチモード電力供給器(SMPS)として動作する。電圧  $V_{bat}$  が 3 ボルトよりも低いとき、リニアレギュレータ動作が引継ぎ、電圧が MOS トランジスタ MP の直列電圧降下に対応する限界値(例えば 2.8 ボルト)に達するまで、負荷に適切な供給を可能にする。従って、リチウムイオンバッテリーが 3 ボルト電圧を提供することが可能なその間に、本発明は、10% のオーダで、レギュレータが負荷に適切に供給するその間の時間によって増加する。一度、電圧  $V_{bat}$  がリニアモード調整スレッシュホールド(例えば 2.8 ボルト)に近い値に達し、負荷が、本発明によれば未だ供給される。その一方で、従来のスイッチモード電力供給回路(図 1)において、トランジスタ MP がもはやバイアスできないためにその供給を停止する。電圧  $V_{out}$  は、電圧  $V_{bat}$  の形状に続き、トランジスタ MP の直列電圧降下をマイナスにする。

【0058】図 6 に表された例において、レギュレータがスイッチモード電力供給器として動作するときに 90% よりも高い効率が得られ、レギュレータがリニアモードで動作するときに 90% から 96% の間の効率が得られる。

【0059】本発明の利点は、バッテリーのどのようなタイプも可能にする、スイッチモード電力供給器及びリニアレギュレータのそれぞれの動作を最適にし又は少なくとも改善することである。

【0060】好ましくは、スレッシュホールド値  $I_0$  は負荷に従って設定される。ここで、負荷によってサージされた電流の外部測定の新しい効果が表され、それは、ユーザが所望するこのパラメータを変更することができるということである。従って、本発明の好ましい実施形態による電圧レギュレータは、負荷に従って完全に変更可能となる。

【0061】本発明の他の利点は、移動体電話のための従来のスイッチモード電力供給器の可変周波数で動作につながるどのようなフィルタリングの必要性も減少し又は除去することである。

【0062】負荷によって消費された電流が非常にリニアにできる場合に、スレッシュホールド値  $I_0$  は、2 つの動

10

20

30

40

50

作モードの間でレギュレータの効率を最適にするように選択される。

【0063】移動体電話のための電圧レギュレータに適用される、実施形態の特別の例として、異なる素子に対して以下の値が選択できる。

- ・  $C_{in}$  は  $100\text{ nF}$  のセラミックキャパシタである。
- ・  $C$  は低等価直列抵抗を有する  $22\text{ }\mu\text{F}$  のセラミックキャパシタである。
- ・  $C'$  は  $100\text{ nF}$  のセラミックキャパシタである。
- ・  $0.3$  オームの等価直列抵抗を有する  $L = 10\text{ }\mu\text{F}$

【0064】もちろん、本発明は、当業者に容易にできるであろう種々の変更、修正及び改善ができる。特に、本発明による電圧レギュレータの実際のインプリメンテーションは、前述の機能的指示に基づいて当業者の能力の中にある。更に、本発明は、正電圧レギュレータに関連して説明されており、負電圧レギュレータに適合しており、説明された実施形態にもたらされる修正は、当業者の能力の中にある。

【0065】このような変更、修正及び改善は、この開示の部分でしようとするものであり、本発明の技術的思想及び見地の中でしようとするものである。従って、前述の説明は、単に例としてのみであり、限定するものではない。本発明は、特許請求の範囲及びそれらの等価物に規定されたものにのみ限定される。

【図面の簡単な説明】

10

20

\*

\* 【図1】スイッチモード電力供給タイプ (SMPS) の従来のコンバータの回路図である。

【図2】従来の正電圧リニアレギュレータの回路図である。

【図3】本発明による電圧レギュレータの一実施形態を表す回路図である。

【図4】図3のレギュレータによる、負荷によって消費された電流と電圧差との関係を表すグラフである。

【図5】図3のレギュレータによる、負荷によって消費された電流に対する電流消費特性を表すグラフである。

【図6】図3のレギュレータによる、リチウムイオン型バッテリーの動作を説明するグラフである。

【符号の説明】

1 パルス幅変調 (PWM) 制御ブロック

2 再充電可能バッテリー

3 中間点

4 増幅器

10 レギュレータ

11 第1のスイッチモード電力供給タイプの電圧調整素子、リニア調整素子

12 第2のリニアレギュレータタイプの電圧調整素子

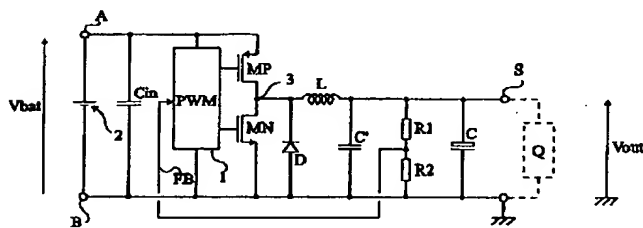
13 制御手段

14、15 3状態増幅器

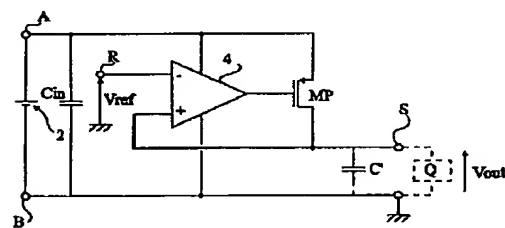
16、17 ブロック1' の出力

18、19 制御ブロック13によって提供される信号

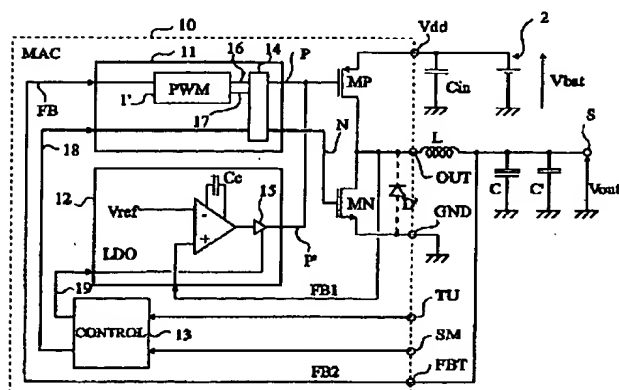
【図1】



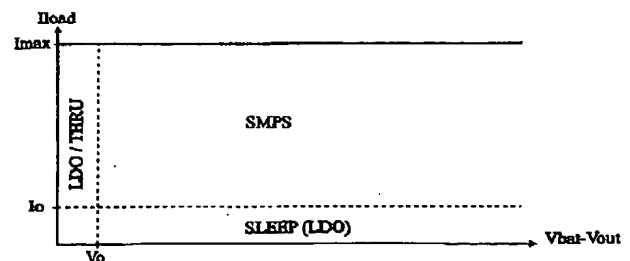
【図2】



【図3】

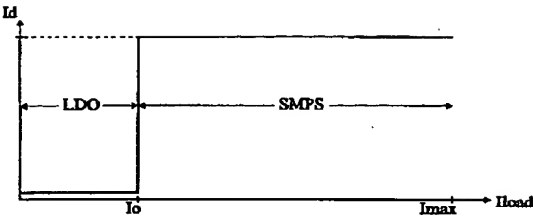


【図4】





【図 5】



【図 6】

